

doi:10.13756/j.gtxyj.2021.01.002

光通信系统与网络

CAP-DPIM 可见光混合调制方案

辛嘉珺, 王旭东, 吴楠

(大连海事大学 信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026)

摘要:针对可见光通信系统传输性能问题,文章提出了一种无载波幅度相位(CAP)调制与数字脉冲间隔调制(DPIM)结合的混合调制方案。该方案分别利用两者频谱效率和功率效率较高的特点,发送端在脉冲间隔调制的脉冲时隙加载直流偏置光 CAP(DCO-CAP)信号,实现混合调制信号的并行生成,接收端通过门限检测和最大似然检测完成混合调制信号的串行解调。推导了室内可见光高斯信道下混合调制方案的误码率(BER)及误帧率(FER)解析表达式。此外,从频谱效率和 FER 两方面对比分析了该混合调制方案与传统 DPIM 及 DCO-CAP 方案的性能优劣。数值仿真结果表明:当频谱效率相同时,混合调制方案较单一调制有更高的可靠性。

关键词:可见光通信;无载波幅度相位调制;脉冲间隔调制;误码率;误帧率;频谱效率

中图分类号:TN 929.12 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-8788(2021)01-0005-05

A Scheme of CAP-DPIM Hybrid Modulation for VLC

XIN Jia-jun, WANG Xu-dong, WU Nan

(Information Science and Technology College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China)

Abstract: In order to improve the performance of indoor Visible Light Communication (VLC) system, a hybrid modulation scheme combining Carrierless Amplitude Phase (CAP) modulation and Digital Pulse Interval Modulation (DPIM) is proposed. This scheme takes advantage of both characteristics of higher spectral efficiency and power efficiency. A parallel modulation structure is adopted to realize the signal generation at the transmitter side, and the transmission of Direct Current biased Optical-CAP (DCO-CAP) signal are controlled by pulse time slot of the pulse interval modulation. The threshold value detection and the maximum likelihood criterion are used to complete the serial demodulation of modulated signals at the receiver side. Analytical expressions of Bit Error Rate (BER) and Frame Error Rate (FER) for the hybrid modulation scheme over Gaussian channel are derived. In addition, the performance of the proposed scheme and ordinary schemes are contrastively analyzed in terms of spectral efficiency and system reliability. The numerical results show that the hybrid system is more reliable compared with ordinary modulation system under the condition of same spectral efficiency.

Key words: VLC; CAP modulation; pulse interval modulation; FER; spectral efficiency

0 引言

随着采用半导体发光二极管 (Light Emitting Diode, LED) 的固态照明技术的发展,具有照明和通信功能的可见光通信 (Visible Light Communication, VLC) 技术在全球范围获得了广泛关注^[1]。由于 VLC 可以提供高速通信以及丰富的频谱资源,满足了物联网 (Internet of Thing, IoT) 对无线网络数据访问以及无线频谱资源的更高要求^[2]。因此,探究高效可靠的 VLC 传输技术具有重要意义。

在 VLC 系统中,为了寻求频谱效率和功率利用率之间良好的折中,学者们提出了一些典型的基带脉冲调制技术^[3-6],其中数字脉冲间隔调制 (Digital Pulse Interval Modulation, DPIM) 在抗干扰能力、平衡带宽效率、功率效率、符号同步以及系统实

现复杂度等方面表现尤为突出。此外,研究人员也在不断努力寻找新的调制方式以提高系统性能。其中,无载波幅度相位 (Carrierless Amplitude and Phase, CAP) 调制在频谱效率、峰均比和实现复杂度等方面展现了一定的优势^[7-9]。

近年来,有学者将混合调制的思想引入到光无线通信领域中,给出了各种不同的混合调制方案^[10-11],并验证了混合调制在系统设计实现中的灵活性和特定条件下的有效性及可靠性等方面优于单独调制。

本文基于混合调制思想,提出了一种应用于 VLC 的直流偏置光 CAP (Direct Current biased Optical-CAP, DCO-CAP) 复合调制 DPIM 方案。推导了室内 VLC 视距传输 (Line of Sight, LOS) 高斯信道下 DCO-CAP-DPIM 系统的误码率 (Bit Error Rate, BER) 及误帧率 (Frame Error Rate,

收稿日期:2020-08-11

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61371091)

作者简介:辛嘉珺(1997—),女,福建厦门人。硕士,主要研究方向为可见光通信技术。

通信作者:吴楠,副教授。E-mail: wu.nan@dlmu.edu.cn

FER)解析表达式,仿真实验验证了其准确性。

1 系统原理

1.1 系统结构

考虑系统采用二维星座映射 M 进制 CAP 与 L 进制 DPIM 进行混合调制,系统结构如图 1 所示。发送端 CAP 和 DPIM 信号并行传输,然后利用直流偏置 CAP 信号对 DPIM 信号进行幅度调制,生成受 DPIM 脉冲时隙控制的混合信号后加载到 LED 上。

在发送端,输入比特序列经过数据分流后,在每个符号周期内将串行输入的 $m_h = \log_2 L + \log_2 M$ 比特分成并行的两组比特,其中一组 $m_D = \log_2 L$ 比特被送入 DPIM 模块以编码映射确定发射脉冲所在的时隙位置,另一组 $m_c = \log_2 M$ 比特经过二维星座映射生成同相分量符号序列 a_n (n 为符号索引)与正交分量符号序列 b_n ,再通过两路滤波器进行脉冲成形,合成得到 CAP 信号。由于采用强度调制/直接检测 (Intensity Modulation/ Direct Detection,

IM/DD)的 VLC 系统要求 LED 的驱动信号满足“正值实信号”要求,本文采用加载直流偏置实现信号单极化处理,选择合适的直流偏置添加到 CAP 信号上,并通过限幅处理将残留的部分负值置零,完成归零限幅,限幅信号的平均光功率为 P_{avg} 。利用 DCO-CAP 信号对 DPIM 信号进行幅度调制,等效为将该路信号加载至 DPIM 信号的第一位脉冲时隙上。混合 CAP-DPIM 系统每符号携带比特数为 m_h 。

接收端光电检测器 (Photoelectric Detector, PD)对接收的混合信号去单极化处理后送入正交的 CAP 匹配滤波器组,并对两路输出信号的采样幅值 r_{a_n} 和 r_{b_n} 取平方和运算作为判决向量 r_n 。基于判决向量,根据信号阈值检测算法获得估计序列,进而可以完成混合信号中 DPIM 符号的检测。再提取 DPIM 的脉冲为“1”时隙位搭载的信号,进行最大似然判决,并对其做反映射处理得到 CAP 信号,至此完成混合信号的解调。

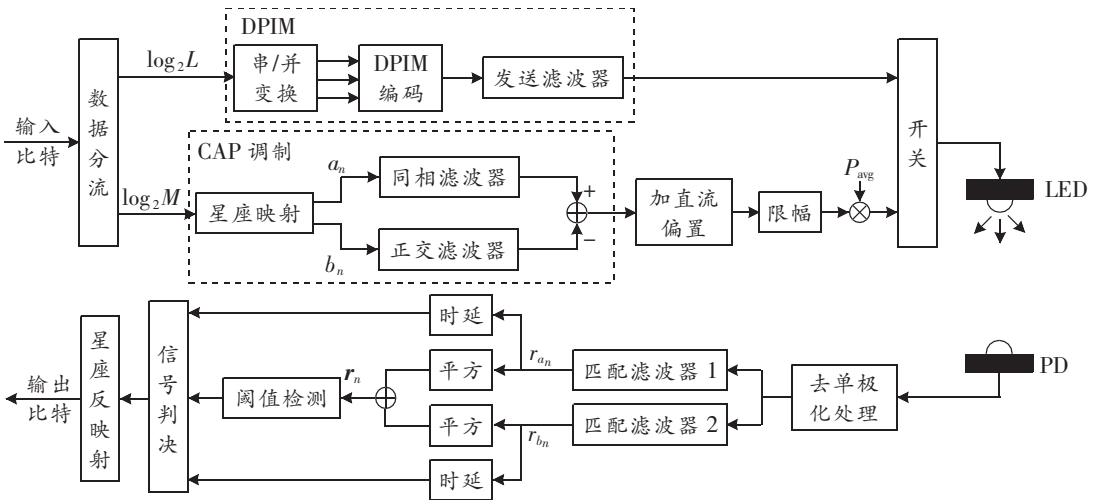


图 1 混合 CAP-DPIM 系统结构

1.2 信号模型

混合调制系统中的脉冲调制采用 DPIM 方式,每个符号由一个脉冲时隙和若干个空时隙组成,且对于 L 进制 DPIM,每个符号的平均长度为 $L_D = (L+1)/2$,携带 $m_D = \log_2 L$ 比特信息。考虑无保护时隙 DPIM 方案,设定比特间隔为 T_b ,则每符号中时隙间隔为 $T_{sl} = T_b \cdot m_D / L_D$ 。

根据系统实现原理,混合调制信号中 DPIM 的脉冲时隙即为 CAP 信号的符号周期。对于 M 进制 CAP 调制, $m_c = \log_2 M$ 比特通过二维星座映射成两路 a_n 和 b_n 符号,分别经过同相和正交滤波器进行脉冲成型,可得到 CAP 调制信号为^[8] $s_{cap}(t) =$

$\sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n f_1(t - nT_{sl}) - b_n f_2(t - nT_{sl}))$, 式中, $f_1(t) = g(t) \cos(2\pi f_c t)$ 和 $f_2(t) = g(t) \sin(2\pi f_c t)$ 为相互正交的两路滤波器冲激响应, $g(t)$ 通常可选用滚降系数为 α 的根升余弦滤波器, f_c 为基带滤波器中心频率。为满足“正值实信号”要求,采用实现简单的添加直流偏置的措施进行 CAP 单极化处理。考虑直流偏置与光功率呈正相关的约束,通常引入偏移量 $z = 10 \lg(1 + \beta^2)$ 来描述直流偏置 B_{DC} 的大小, β 为直流偏置与信号标准差 σ_s 的比值,例如 $z = 15$ dB,对应于 $B_{DC} = 5.5 \sigma_s$ 。

利用单极化处理后的 CAP 信号对 DPIM 信号

进行幅度调制,得到的混合调制信号为

$$s_h(t) = L_D P_{\text{avg}} \sum_{n=1}^L [(s_{\text{cap}}^T(t) + B_{\text{DC}}) \times c_n p(t - nT_{\text{sl}} - \tau_n)], \quad (1)$$

式中: $s_{\text{cap}}^T(t)$ 为一个时隙间隔 T_{sl} 内的 CAP 信号; $c_n \in \{0, 1\}$ 为编码映射后的二进制随机序列值; $p(t)$ 为单位矩形脉冲; P_{avg} 为脉冲信号平均功率; τ_n 则为一个时隙通过接收机阈值检测的随机抖动。

图 2 所示为 4CAP-4DPIM 混合调制信号时域波形图,其中二维 CAP 滤波器参数取 $\alpha = 0.2$,符号速率 25 MBaud, $f_c = 15$ MHz, 抽样频率 $f_s = 100$ MHz, 滤波器抽头个数设定为 25, $T_{\text{sl}} = 400$ ns。

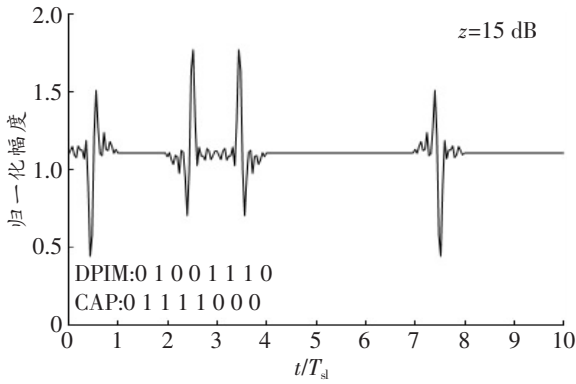


图 2 4CAP-4DPIM 混合调制信号时域波形图

1.3 信道模型

假设 VLC 系统工作在室内场景,发送端 LED 位于室内顶棚中央,其半功率角为 $\psi_{1/2}$ 。接收端 PD 放置于桌面,其有效面积为 A_r , 视场角为 ψ_{FOV} 。可采用非成像集中器来提升有效感光面积,光集中器增益由 $g(\psi) = q^2 / \sin^2(\psi_{\text{FOV}})$ 计算,其中 q 为集中器内部反射系数。

由于直射信号强度远大于经障碍物反射后的信号强度,只考虑 LOS 链路,利用 Lambertian 模型来描述 LED 光源辐射强度分布,则光信号传输链路的直流增益可表示为

$$h_{\text{dc}} = h(\varphi, \psi, d) = \frac{A_r(m_1 + 1)}{2\pi d^2} \cos^{m_1} \varphi g(\psi) \cos \psi, \quad 0 \leq \psi \leq \psi_{\text{FOV}}, \quad (2)$$

式中: d 为收发端之间的距离; φ 和 ψ 分别为辐射角和接收角(假设 $\varphi = \psi$); m_1 为 Lambertian 发光阶数,即 $m_1 = -\ln 2 / \ln(\cos \psi_{1/2})$ 。

若将信道建模为高斯信道,且考虑背景光干扰对信号接收功率的持续影响,发送端混合调制信号 $s_h(t)$ 经 LOS 路径到达接收端,接收信号可表示为 $y(t) = h_{\text{dc}} \cdot s_h(t) + n(t) + n_c(t)$,其中 $n(t)$ 建模为双

边功率谱密度为 N_0 的高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN), $n_c(t)$ 为限幅噪声。

2 误码性能分析

由系统结构可知, CAP-DPIM 信号的解调经过能量门限检测完成 DPIM 信号的提取和利用最大似然准则实现 CAP 信号的解调。由于 DPIM 信号中时隙误判会引起数据帧中比特信息量变化,因此采用 FER 来评估系统的差错性能较 BER 更有实际意义。在图 1 所示的系统中,假设接收端匹配滤波器组输出两路高斯随机变量 r_1 和 r_2 , 计算不同采样时刻两路信号采样值强度的平方和,得到判决信号 $R = r_1^2 + r_2^2$, 再利用门限硬判决方式检测脉冲时隙与空时隙的位置。

假设混合信号中 CAP 调制采用 M 进制二维星座映射,其二维对应的星座点数分别为 I 和 J , 即星座尺寸 $M = I \times J$, 为保证发送端在采用不同调制方案时发射功率相同,采用归一化星座处理,二维星座的能量归一化因子为 $E_a = (I^2 + J^2 - 2)/3$ 。

CAP-DPIM 信号在接收端经平方检波后,其判决信号 R 服从自由度为 2 的卡方分布,即当混合信号中出现“1”时隙时, R 服从非中心对称的卡方分布;当出现“0”时隙, R 服从中心对称的卡方分布。因此,可得到两种条件下的概率密度函数 $f_1(R)$ 和 $f_2(R)$ 分别为

$$\begin{cases} f_1(R) = \frac{4}{L} \sum_{i=1}^{1/2} \sum_{j=1}^{J/2} e^{-(R+\lambda)/2} \left(\frac{R}{\lambda}\right)^{k/4-1/2} I_{k/2-1}(\sqrt{\lambda R}) \\ f_0(R) = \frac{R^{k/2-1} e^{-R/2}}{2^{k/2} \Gamma(k/2)} \end{cases}, \quad (3)$$

式中: $I_{k/2-1}(\cdot)$ 为第一类 $(k/2 - 1)$ 阶修正贝塞尔函数; $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数,定义为 $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$; 自由度 $k = 2$ 。 λ 与归一化星座点的能量有关,表示为

$$\lambda = 2[(2i-1)^2 + (2j-1)^2]/E_a = 6[(2i-1)^2 + (2j-1)^2]/(I^2 + J^2 - 2), \quad (4)$$

式中: $i \in \{1, 2, \dots, I/2\}$; $j \in \{1, 2, \dots, J/2\}$ 。

2.1 DPIM BER

针对混合信号采用门限硬判决方案,设发送端平均比特能量信噪比为 E_b/N_0 , 则对判决信号 R 的门限阈值可取 $v_{\text{th}} = \kappa h_{\text{dc}}^2 L_D m_h E_b / (1 + \beta^2)$, 其中门限系数 κ 设定为对应不同进制 CAP 调制的星座映射中归一化平均最小能量的 1/2。例如,当 $M = 2, 4, 8$ 和 16 时, κ 对应取 1、1/2、1/6 和 1/10。将两种脉冲

错判概率分别表示为 $P(1 \rightarrow 0)$ 和 $P(0 \rightarrow 1)$, 根据判决信号的概率分布可以计算两种错误转移概率为

$$\begin{cases} P(1 \rightarrow 0) = \int_0^{v_{th}} f_1(R) dR = \\ \quad \frac{4}{L} \sum_{i=1}^{1/2} \sum_{j=1}^{1/2} (1 - Q_1(\sqrt{\lambda \kappa r}, \sqrt{\kappa r})) , \\ P(0 \rightarrow 1) = \int_{v_{th}}^{\infty} f_0(R) dR = Q_1(0, \sqrt{\kappa r}) \end{cases} \quad (5)$$

式中: r 为判决器输入端信号平均信噪比, 表示为 $r = 2h_{dc}^2 L_D m_h E_b / [(1 + \beta^2) N_0]$; $Q_1(\cdot, \cdot)$ 为一阶 Marcum Q 函数。因此 DPIM 硬判决 BER 可表示为

$$P_{sl}^{HD} = P(0)P(0 \rightarrow 1) + P(1)P(1 \rightarrow 0) = \left(1 - \frac{1}{L_D}\right) Q_1(0, \sqrt{\kappa r}) + \left(\frac{1}{L_D} \cdot \frac{4}{L}\right) \times \sum_{i=1}^{1/2} \sum_{j=1}^{1/2} (1 - Q_1(\sqrt{\lambda \kappa r}, \sqrt{\kappa r})) . \quad (6)$$

2.2 DPIM FER

若系统信号帧协议规定每帧传输比特数为 F , 混合调制信号每符号含有 $m_h = m_c + m_D$ 比特, 其中 DPIM 符号传输 m_D 比特, M -CAP 符号传输 m_c 比特。采用门限硬判决时, DPIM 的 FER 可由式(6)给出的 BER 计算得到, 即有

$$P_{FER-D}^{HD} = 1 - (1 - P_{sl}^{HD})^{FL_D/m_D}, \quad (7)$$

式中: F 为每帧传输比特数; L_D 为 DPIM 平均符号长度。

2.3 CAP FER

二维 CAP 调制映射星座图的任一维度皆可看作脉冲幅度调制。假设每个星座符号等概率发送, L_1 为平均每个维度星座点数。对于可见光信道 LOS 传输路径, M 进制 CAP 的误符号率可表示为^[8]

$$P_{SER-C} = 1 - \left[1 - \frac{2(L_1 - 1)}{L_1} Q \left(\sqrt{\frac{3m_h}{L_1^2 - 1} \cdot \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{h_{dc}^2}{1 + \beta^2}} \right) \right]^2, \quad (8)$$

式中, $Q(\cdot)$ 为高斯 Q 函数。根据 CAP 误符号率可以获得 FER 为

$$P_{FER-C} = 1 - (1 - P_{SER-C})^{F/m_c}. \quad (9)$$

2.4 CAP-DPIM BER

由于 CAP-DPIM 混合调制信号中 CAP 信号是基于 DPIM 序列中脉冲时隙位置进行解调, 因此两种调制技术并不独立, 只有当 DPIM 信号先正确解调且 CAP 信号也正确解调, 混合信号才能正确解

调。因此, 针对上述门限硬判决检测算法, 由该调制方式的 FER 推导出的 CAP-DPIM 的 FER 为

$$P_{FER}^{HD} = P_{FER-D}^{HD} + (1 - P_{FER-D}^{HD}) \times [1 - (1 - P_{SER-C})^{F/m_c}]. \quad (10)$$

3 仿真分析

设定 $8 \text{ m} \times 6 \text{ m} \times 3 \text{ m}$ 的室内场景, 发射机 LED 位于室内正中央天花板高度处, LED 的半功率角为 70° 。接收机 PD 距离地面 0.95 m , 其有效面积为 1 cm^2 , 视场角为 60° 。理想非成像滤波器内部反射系数为 1.5 , 无光带通滤波器。为避免限幅噪声影响, 在 AWGN 的背景下 CAP 信号直流偏置量取 $z = 15 \text{ dB}$ 。根据 1.3 节信道传输模型可以计算 LOS 传输路径的直流衰减系数 $h_{dc} = 1.87 \times 10^{-5}$ 。实验中采样速率为 100 MHz , 为了方便实验数据分析, 光电检测器响应度和平均功率均设为 1 。为公平比较, 设定不同调制方案的传输速率及平均发送功率均相同。数据样本数为 $1\,000$ 帧, 选取每帧 128 bits 。

实验 1: 相同频带利用率 DCO-CAP-DPIM 与 DCO-CAP 性能比较。

在频带利用率 $\eta = 5 \text{ bit/s/Hz}$ 时, 选取混合方案的 4CAP-8DPIM、8CAP-4DPIM 与 32CAP 对比; 在 $\eta = 6 \text{ bit/s/Hz}$ 时, 选取混合方案的 8CAP-8DPIM、16CAP-4DPIM、32CAP-2DPIM 与 64CAP 对比。通过仿真和理论解析获得的性能曲线如图 3 所示。

由图 3(a) 可知, 在相同频谱效率的情况下, 混合调制的传输质量要优于单一 CAP 系统, 在 $FER = 10^{-6}$ 时, 二维混合调制 8CAP-4DPIM、4CAP-8DPIM 性能分别较 32CAP 改善 5 和 12 dB , 而图 3(b) 的二维混合调制 8CAP-8DPIM、16CAP-4DPIM、32CAP-2DPIM 相比 64CAP 也分别改善了 10 、 6 和 2 dB 。进一步观察可知, 图中仿真与理论曲线吻合良好, 验证了理论解析表达式的准确性。

实验 2: 不同参数 CAP-DPIM 的性能对比。

探究改变混合系统中 CAP 或 DPIM 进制数对系统误帧性能的影响。由图 4(a) 可知, 随着 CAP 进制的增多, 误码性能逐渐变差。4DPIM 在 $FER = 10^{-6}$ 时, 同时传输 4CAP 比 16CAP、32CAP、64CAP 分别改善 2.5 、 5.0 和 9.0 dB 。若进一步改变 DPIM 的进制数, 混合系统的误码性能也将产生变化。由图 4(b) 可知, 混合系统的误码性能还与 DPIM 进制数有关, 并随着进制数的增加而有所改善。相比

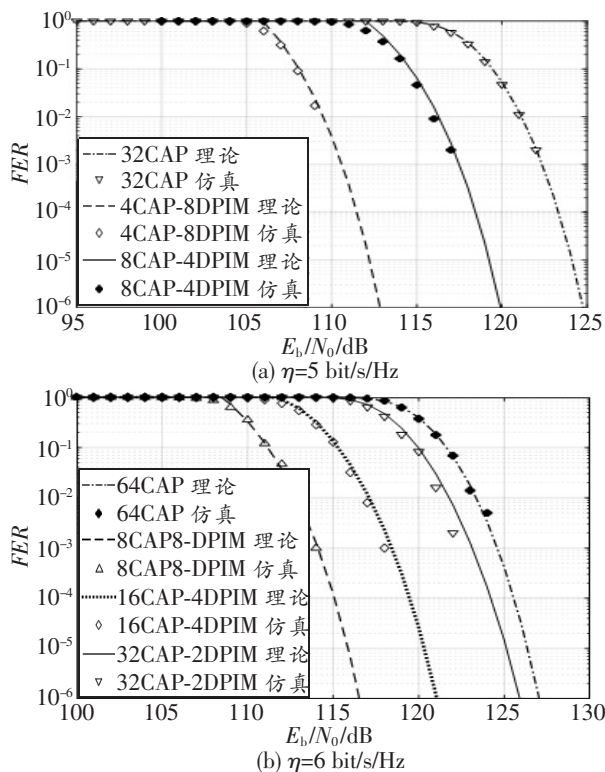


图3 混合调制与单一调制误码性能比较

32CAP 中传输 2DPIM 信号,采用 4DPIM 及 8DPIM 调制的混合系统其误码性能在 $FER = 10^{-6}$ 时分别改善 2.5 和 5.0 dB。仿真结果表明,混合调制方案可为系统设计提供更灵活的参数选择。

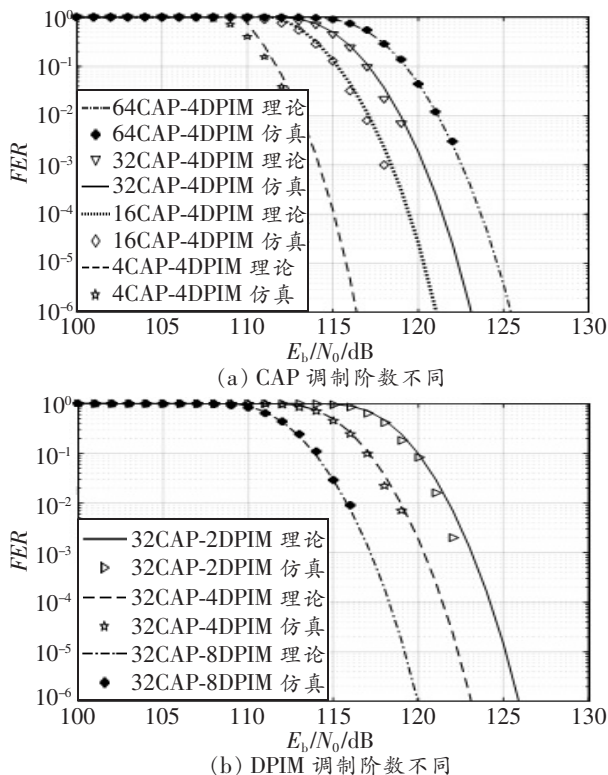


图4 不同参数条件下混合调制系统的误帧性能

4 结束语

针对设计适用于室内 VLC 的高效调制技术问题,本文提出了一种频谱效率及功率效率有效折中且实现复杂度低的混合 CAP-DPIM 调制方案。并基于 Lambertian 模型推导了高斯信道下的混合调制系统 BER 及 FER 的理论解析式,仿真验证了理论解的准确性。对比分析不同调制方案的频谱效率和误码性能可知,合理选取混合方案的调制参数能够实现优于单一调制的高效传输。仿真结果表明,具有相同频带效率的混合方案其误码性能优于传统 CAP 调制,并且混合系统的误码性能与 CAP 及 DPIM 进制数有关,随着 CAP 进制数的减小和 DPIM 进制数增大,混合调制的 FER 减小。混合 CAP-DPIM 调制方案为室内 VLC 提供了更为灵活的设计选择。

参考文献:

- [1] Bawazir S S, Sofotasios P C, Muhaidat S, et al. Multiple Access for Visible Light Communications: Research Challenges and Future Trends[J]. IEEE Access, 2018(6):26167-26174.
- [2] Vappangi S, Mani V. Concurrent Illumination and Communication: A Survey on Visible Light Communication [J]. Physical Communication, 2019(33):90-114.
- [3] Chizari A, Jamali M V, Abdollahramezani S, et al. Visible Light for Communication, Indoor Positioning, and Dimmable Illumination: A System Design based on Overlapping Pulse Position Modulation[J]. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2017, 151(9):110-122.
- [4] Sugiyama H, Nosu K. MPPM: A Method for Improving the Band Utilization Efficiency in Optical PPM[J]. Journal of Lightwave Technology, 1989, 7(3):465-472.
- [5] Shiu D S, Kahn J M. Differential Pulse-Position Modulation for Power Efficient Optical Communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(8):1201-1210.
- [6] Ghassemloooy Z, Hayes A R, Seed N L, et al. Digital Pulse Interval Modulation for Optical Communications[J]. IEEE Communications Magazine, 1998, 36(12):95-99.
- [7] Haigh P, Burton A, Werfli K, et al. A Multi-CAP Visible-Light Communications System with 4.85 bit/s/Hz Spectral Efficiency[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015, 33(9):1771-1779.

(下转第 35 页)

[9] 卓岩,白涛. 基于 PTP 协议的提高工业以太网时钟同步精度的方法研究[J]. 化工自动化及仪表,2016(9): 949—952.

[10] 杨钞翔,孔宪伟,栾文焕,等. 基于以太网 10G Base-R 协议的 PCS 层设计[J]. 微电子学与计算机, 2019(2): 16—20.

[11] IEEE Std 802.3baTM-2010, Amendment4:Media Access Control Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for 40 Gbit/s and 100 Gbit/s Operation[S].

[12] 李文正. 50 Gbit/s 以太网 PCS 层研究及 FPGA 实现[D]. 武汉:武汉邮电科学研究院,2020.

[13] 章曹超. 100 Gbit/s 以太网 PCS 子层模块设计与验证[D]. 南京:东南大学,2016.

[14] 董乾,刘勇,赵赛. 100 G 以太网 CGMII 接口的电路设计[J]. 计算机光盘软件与应用,2013(9):82—85.

[15] 刘孜学. 基于 IEEE802.3ba 标准下 100 Gbit/s 以太网 PCS 层多通道分发机制的研究与逻辑实现[D]. 成都:西南交通大学,2010.

(上接第 9 页)

[8] 王旭东,崔玉,吴楠. 可见光多维无载波幅度相位调制系统[J]. 电子与信息学报,2017,39(12):3004—3012.

[9] Chi N, Zhou Y J, Liang S Y, et al. Enabling Technologies for High-Speed Visible Light Communication Employing CAP Modulation[Invited][J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(2):510—518.

[10] Morra A E, Shalaby H M, Hegazy S F, et al. Hybrid Direct-Detection Differential Phase Shift Keying-Multi-pulse Pulse Position Modulation Techniques for Optical Communication Systems[J]. Optics Communications, 2015, 357(12):86—94.

[11] Khallaf H S, Shalaby H M H. Proposal of a Hybrid QAM-MPPM Technique for Optical Communications Systems[C]//16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON). Graz, Austria: IEEE, 2014:1—4.

(上接第 18 页)

[2] Xing N, Xu S, Zhang S, et al. Load Balancing-based Routing Optimization Mechanism for Power Communication Networks[J]. China Communications, 2016, 13(8):169—176.

[3] 高会生,王慧芳. 基于业务安全性的电力通信网双路由配置方法研究[J]. 计算机应用与软件,2015,32(11): 305—308.

[4] Liu N Z,Chen X. Overlay Multicasting at a Path-Level Granularity for Multihomed Service Nodes[C]//International Conference on Information Science and Technology. Nanjing,China:IEEE/IFIP,2011:939—946.

[5] 连亦承,喻鹏,亓峰,等. 一种面向负载均衡的电力 OTN 路由优化算法[J]. 广东电力,2018,31(5):42—48.

[6] 马庆峰,王庭钧,单丽,等. 基于业务链路的电力通信网络可靠性评估模型[J]. 数学的实践与认识,2019, 49(19):207—215.

[7] 李彬,卢超,景栋盛,等. 负载与风险联合均衡的电力通信网路由优化算法[J]. 中国电机工程学报,2019, 39(9):2713—2723.

[8] Suárez-Varela J, Mestres A, Yu J L, et al. Routing based on Deep Reinforcement Learning in Optical Transport Networks[C]//Optical Fiber Communications Conference and Exhibition. San Diego,CA,USA: OFC,2019:1—3.